

**JAPAN PATENT OFFICE**

This is to certify that the annexed is a true copy of the  
following application as filed with this Office.

Date of Application: July 12, 2002

Application Number: Patent Application No. 2002-204374  
[ST.10/C]: [JP2002-204374]

Applicant(s): HONDA GIKEN KOGYO KABUSHIKI KAISHA

April 25, 2003

Commissioner,  
Japan Patent Office      Shinichiro OTA

Certificated No. 2003 - 3031003

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office.

出願年月日

Date of Application: 2002年 7月12日

出願番号

Application Number: 特願2002-204374

[ST.10/C]:

[JP2002-204374]

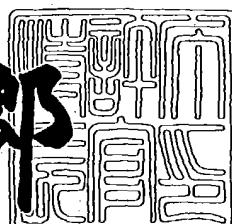
出願人

Applicant(s): 本田技研工業株式会社

2003年 4月25日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3031003

【書類名】 特許願  
 【整理番号】 PSA61371HT  
 【提出日】 平成14年 7月12日  
 【あて先】 特許庁長官殿  
 【国際特許分類】 H02P 21/00  
 【発明者】  
   【住所又は居所】 埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内  
   【氏名】 今井 信幸  
 【発明者】  
   【住所又は居所】 埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会社本田技術研究所内  
   【氏名】 高橋 豊  
 【特許出願人】  
   【識別番号】 000005326  
   【氏名又は名称】 本田技研工業株式会社  
 【代理人】  
   【識別番号】 100077805  
   【弁理士】  
   【氏名又は名称】 佐藤 辰彦  
 【選任した代理人】  
   【識別番号】 100077665  
   【弁理士】  
   【氏名又は名称】 千葉 剛宏  
 【手数料の表示】  
   【予納台帳番号】 015174  
   【納付金額】 21,000円  
 【提出物件の目録】  
   【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9711295

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】

DCブラシレスモータの制御装置

【特許請求の範囲】

【請求項1】

突極型のDCブラシレスモータの3相の電機子に駆動電圧を印加する電圧印加手段と、該駆動電圧に高周波電圧を重畠する高周波重畠手段と、該3相の電機子のうちの第1相の電機子に流れる電流を検出する第1電流検出手段と、該3相の電機子のうちの第2相の電機子に流れる電流を検出する第2電流検出手段と、

前記高周波重畠手段により前記駆動電圧に前記高周波電圧が重畠されたときに前記第1電流検出手段により検出される第1電流値及び前記第2電流検出手段により検出される第2電流値と、前記高周波電圧に応じた高周波成分とを用いて、前記モータのロータ角度の2倍角の正弦値に応じた正弦参照値と該2倍角の余弦値に応じた余弦参照値とを抽出する参照値抽出手段と、

前記正弦参照値と前記余弦参照値とを用いて前記モータのロータ角度を算出するロータ角度算出手段と、

前記モータを該モータのロータの磁束方向であるq軸上にあるq軸電機子と、q軸と直交するd軸上にあるd軸電機子とを有する等価回路に変換して扱い、前記ロータ角度算出手段により算出された前記モータのロータ角度と前記第1電流値と前記第2電流値とに基づいて、該q軸電機子に流れるq軸検出電流と該d軸電機子に流れるd軸検出電流とを算出する3相/d/q変換手段と、

前記q軸検出電流にローパスフィルタを施したq軸参照電流が所定のq軸指令電流と一致し、且つ、前記d軸検出電流にローパスフィルタを施したd軸参照電流が所定のd軸指令電流と一致するように、前記駆動電圧を決定する電流制御手段とを備えたDCブラシレスモータの制御装置において、

前記高周波電圧を、該高周波電圧を前記モータの電機子に印加したときに生じる回転磁界の方向と前記駆動電圧による前記モータの回転方向とが逆方向となるように設定したことを特徴とするDCブラシレスモータの制御装置。

【請求項2】

前記参照値抽出手段は、次式（1）と（2）により前記正弦参照値と前記余弦参照値を抽出したことを特徴とする請求項1記載のDCブラシレスモータの制御装置。

【数1】

$$V_s = \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left\{ \cos 2\omega t \cos (\omega t + \frac{2}{3}\pi) \cdot I_u - \cos 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \quad \dots \dots \dots (1)$$

【数2】

$$V_C = - \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left\{ \sin 2\omega t \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot i_u - \sin 2\omega t \cos \omega t \cdot i_w \right\} dt \quad \dots \dots \quad (2)$$

但し、上記式(1)～(2)において、 $V_s$ ：前記正弦参照値、 $V_c$ ：前記余弦参照値、 $I_u$ ：前記第1電流値、 $I_w$ ：前記第2電流値、 $\omega$ ：前記高周波電圧の角速度。

## 【発明の詳細な説明】

[0 0 0 1]

### 【発明の属する技術分野】

本発明は、突極型のDCブラシレスモータのロータ角度を位置検出センサを用いることなく検出し、該ロータ角度に基づいて該モータの電機子電流を制御するDCブラシレスモータの制御装置に関する。

[0 0 0 2]

### 【従来の技術】

DCブラシレスモータを駆動して所望のトルクを得るために、磁極を有するロータの電気角（以下、ロータ角度という）に対応した適切な位相で電機子に電圧を印加する必要がある。そして、ロータ角度を検出する位置検出センサを省いてDCブラシレスモータとモータ制御装置のコストダウンを図るべく、位置検出センサを用いずにロータ角度を検出する種々の方法が提案されている。

[0 0 0 3]

本願発明者らも、先の出願(特願2001-288303)において、位置検出センサを用いずにロータ角度を検出するロータ角度検出装置を提案している。かかるロータ角度検出装置においては、突極型のDCブラシレスモータの3相の

電機子に印加する駆動電圧に高周波電圧を重畠したときに、該3相の電機子のうちの第1相に流れる電流の検出値及び第2相に流れる電流の検出値と、該高周波電圧に応じた高周波成分とを用いて、該モータのロータ角度の2倍角の正弦値に応じた正弦参照値と該2倍角の余弦値に応じた余弦参照値とを算出する。そして、前記正弦参照値と前記余弦参照値とを用いてDCブラシレスモータのロータ角度を算出している。

#### 【0004】

ここで、モータ制御装置においては、モータの電機子に流れる電流の検出値（電機子検出電流）が所定の指令電流と一致するように、モータの電機子に印加される駆動電圧を決定する電機子電流のフィードバック制御が行なわれるが、前記高周波電圧を重畠した影響により電機子検出電流には高周波成分が重畠する。

#### 【0005】

そこで、ローパスフィルタにより電機子検出電流から高周波成分を除去する処理が行われるが、ローパスフィルタによる高周波成分の除去が不十分であると、電機子検出電流に重畠した高周波成分により電機子検出電流と指令電流との偏差が増大し、前記フィードバック制御によるモータの出力トルクの追従性が悪化するという不都合がある。

#### 【0006】

##### 【発明が解決しようとする課題】

本発明は、上記不都合を解消し、モータの駆動電圧にロータ角度検出用の高周波電圧を重畠させたときに生じる電機子電流のフィードバック制御への影響を抑制したDCブラシレスモータの制御装置を提供することを目的とする。

#### 【0007】

##### 【課題を解決するための手段】

本発明は上記目的を達成するためになされたものであり、突極型のDCブラシレスモータの3相の電機子に駆動電圧を印加する電圧印加手段と、該駆動電圧に高周波電圧を重畠する高周波重畠手段と、該3相の電機子のうちの第1相の電機子に流れる電流を検出する第1電流検出手段と、該3相の電機子のうちの第2相の電機子に流れる電流を検出する第2電流検出手段と、前記高周波重畠手段によ

り前記駆動電圧に前記高周波電圧が重畠されたときに前記第1電流検出手段により検出される第1電流値及び前記第2電流検出手段により検出される第2電流値と、前記高周波電圧に応じた高周波成分とを用いて、前記モータのロータ角度の2倍角の正弦値に応じた正弦参照値と該2倍角の余弦値に応じた余弦参照値とを抽出する参照値抽出手段と、前記正弦参照値と前記余弦参照値とを用いて前記モータのロータ角度を算出するロータ角度算出手段と、前記モータを該モータのロータの磁束方向であるq軸上にあるq軸電機子と、q軸と直交するd軸上にあるd軸電機子とを有する等価回路に変換して扱い、前記ロータ角度算出手段により算出された前記モータのロータ角度と前記第1電流値と前記第2電流値とに基づいて、該q軸電機子に流れるq軸検出電流と該d軸電機子に流れるd軸検出電流とを算出する3相/dq変換手段と、前記q軸検出電流にローパスフィルタを施したq軸参照電流が所定のq軸指令電流と一致し、且つ、前記d軸検出電流にローパスフィルタを施したd軸参照電流が所定のd軸指令電流と一致するように、前記駆動電圧を決定する電流制御手段とを備えたDCブラシレスモータの制御装置の改良に関する。

#### 【0008】

そして、前記高周波電圧を、該高周波電圧を前記モータの電機子に印加したときに生じる回転磁界の方向と前記駆動電圧による前記モータの回転方向とが逆方向となるように設定したことを特徴とする。

#### 【0009】

かかる本発明によれば、詳細は後述するが、前記高周波電圧を、該高周波電圧を前記モータの電機子に印加したときに生じる回転磁界の方向と前記駆動電圧による前記モータの回転方向とが逆方向となるように設定した場合、該高周波電圧を前記モータの電機子に印加したときに生じる回転磁界の方向と前記駆動電圧による前記モータの回転方向とが同じ方向となるように設定した場合よりも、前記3相/dq変換手段により算出される前記q軸検出電流と前記d軸検出電流に重畠する高周波電流の周波数が高くなる。

#### 【0010】

そのため、前記ローパスフィルタによる前記q軸検出電流とd軸検出電流に重

疊した高周波電流の減衰効果が高くなり、該高周波電流の影響による前記q軸参照電流と前記q軸指令電流との偏差、及び前記d軸参照電流と前記d軸指令電流との偏差が減少する。そして、これにより、前記d軸指令電流と前記q軸指令電流に応じた前記モータの出力トルクの追従性を向上させることができる。

## 【0011】

また、前記参考値抽出手段は、次式(3)と(4)により前記正弦参照値と前記余弦参照値を抽出したことを特徴とする。

## 【0012】

## 【数3】

$$Vs = \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left\{ \cos 2\omega t \cos (\omega t + \frac{2}{3}\pi) \cdot Iu - \cos 2\omega t \cos \omega t \cdot Iw \right\} dt \quad \dots \dots \dots \quad (3)$$

## 【0013】

## 【数4】

$$Vc = - \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left\{ \sin 2\omega t \cos (\omega t + \frac{2}{3}\pi) \cdot Iu - \sin 2\omega t \cos \omega t \cdot Iw \right\} dt \quad \dots \dots \dots \quad (4)$$

## 【0014】

但し、上記式(3)～(4)において、Vs：前記正弦参照値、Vc：前記余弦参照値、Iu：前記第1電流値、Iw：前記第2電流値、ω：前記高周波電圧の角速度。

## 【0015】

かかる本発明によれば、前記参考値抽出手段は、上記式(3)、(4)により、前記第1電流値(Iu)と前記第2電流値(Iw)と前記高周波電圧の角速度(ω)から、前記正弦参照値(Vs)と前記余弦参照値(Vc)を算出することができる。そして、前記ロータ角度算出手段は、前記正弦参照値(Vs)と前記余弦参照値(Vc)を用いて前記モータのロータ角度を算出することができる。

## 【0016】

## 【発明の実施の形態】

本発明の実施の形態の一例について図1～図2を参照して説明する。図1はDCブラシレスモータの構成図、図2は図1に示したDCブラシレスモータの作動

を制御するモータコントローラの制御ブロック図である。

【0017】

図2に示したモータコントローラ10（本発明のDCブラシレスモータの制御装置に相当する）は、図1に示した突極型のDCブラシレスモータ1の電機子3, 4, 5に流れる電流をフィードバック制御するものであり、DCブラシレスモータ1（以下、モータ1という）を、ロータ2の界磁極の磁東方向であるq軸上にあるq軸電機子と該q軸と直交するd軸上にあるd軸電機子とを有するd q座標系による等価回路に変換して扱う。

【0018】

そして、モータコントローラ10は、外部から与えられるd軸電機子に流れる電流（以下、d軸電流という）の指令値であるd軸指令電流I\_d\_cとq軸電機子に流れる電流（以下、q軸電流という）の指令値であるq軸指令電流I\_q\_cとが、実際にモータ1の3相の電機子に流れる電流の検出値から3相/d q変換により算出したd軸検出電流I\_d\_sとq軸検出電流I\_q\_sとに、それぞれ一致するように、モータ1の3相の電機子に印加する電圧を制御する。

【0019】

モータコントローラ10は、d軸電機子に印加する電圧（以下、d軸電圧という）の指令値であるV\_d\_cとq軸電機子に印加する電圧（以下、q軸電圧という）の指令値であるV\_q\_cとを、モータ1のU, V, Wの3相の電機子に印加する電圧の指令値であるV\_U\_c, V\_V\_c, V\_W\_cに変換するd q/3相変換部20、d q/3相変換部20から出力されるV\_U\_c, V\_V\_c, V\_W\_cに、それぞれ高周波電圧v\_u, v\_v, v\_wを重畠する高周波重畠部21（本発明の高周波重畠手段に相当する）、及び該高周波電圧が重畠されたV\_U\_c, V\_V\_c, V\_W\_cに応じた電圧V\_U, V\_V, V\_Wをモータ1のU, V, Wの各相の電機子にそれぞれ印加するパワードライブユニット22（本発明の電圧印加手段に相当する）を備える。

【0020】

さらに、モータコントローラ10は、モータ1のU相（本発明の第1相に相当する）の電機子に流れる電流を検出するU相電流センサ23（本発明の第1電流

検出手段に相当する)、モータ1のW相(本発明の第2相に相当する)の電機子に流れる電流を検出するW相電流センサ24(本発明の第2電流検出手段に相当する)、U相電流センサ23の検出電流値 $I_{u\_s}$ とW相電流センサ24の検出電流値 $I_{w\_s}$ とを用いてモータ1のロータ角度 $\theta$ (図1参照)を検出する角度検出部25、 $I_{u\_s}$ と $I_{w\_s}$ とを用いて $I_{d\_s}$ と $I_{q\_s}$ とを算出する3相/ $d\_q$ 変換部26(本発明の3相/ $d\_q$ 変換手段に相当する)、及び $d$ 軸と $q$ 軸間で干渉し合う速度起電力の影響を打消す処理を行なう非干渉演算部27を備える。

## 【0021】

モータコントローラ10は、 $d$ 軸指令電流 $I_{d\_c}$ と $d$ 軸検出電流 $I_{d\_s}$ から第1ローパスフィルタ40により所定周波数以上の高周波成分を除去した $d$ 軸参照電流 $I_{d\_r}$ とを第1減算器28で減算し、その減算結果に第1のPI演算部29でPI(比例積分)処理を施し、第1加算器30で非干渉成分を加算して、 $I_{d\_c}$ と $I_{d\_r}$ との偏差に応じた $d$ 軸電圧の指令値 $V_{d\_c}$ を生成する。

## 【0022】

また、モータコントローラ10は、同様にして、 $q$ 軸指令電流 $I_{q\_c}$ と $q$ 軸検出電流 $I_{q\_s}$ から第2ローパスフィルタ40により所定周波数以上の高周波成分を除去した $q$ 軸参照電流 $I_{q\_r}$ とを第2減算器31で減算し、その減算結果に第2のPI演算部32でPI処理を施し、第2加算器33で非干渉成分を加算して、 $I_{q\_c}$ と $I_{q\_r}$ との偏差に応じた $q$ 軸電圧の指令値 $V_{q\_c}$ を生成する。

## 【0023】

そして、モータコントローラ10は、 $d$ 軸電圧の指令値 $V_{d\_c}$ と $q$ 軸電圧の指令値 $V_{q\_c}$ とを $d\_q/3$ 相変換部20に入力する。これにより、パワードライブユニット22を介して、 $d$ 軸指令電流 $I_{d\_c}$ と $d$ 軸参照電流 $I_{d\_r}$ との偏差、及び $q$ 軸指令電流 $I_{q\_c}$ と $q$ 軸参照電流 $I_{q\_r}$ との偏差を解消するよう、モータ1の電機子に3相電圧 $V_U$ 、 $V_V$ 、 $V_W$ が印加され、モータ1の電機子に流れる電流がフィードバック制御される。

## 【0024】

なお、第1減算器28、第2減算器31、第1のPI演算部29、第2のPI演算部32、dq/3相変換部20、及びパワードライブユニット22により、本発明の電流制御手段が構成される。

[0025]

ここで、3相／d q 変換部26は、U相電流センサ23の検出電流値 $I_{u\_s}$ と、W相電流センサ24の検出電流値 $I_{w\_s}$ と、モータ1のロータ角度 $\theta$ からd軸検出電流 $I_{d\_s}$ とq軸検出電流 $I_{q\_s}$ とを、以下の式(5)と式(6)から算出するため、モータコントローラ10はロータ角度 $\theta$ を検出する必要がある。

[0.026]

〔数5〕

$$id = \sqrt{2} \left\{ lu \cdot \sin \left( \theta + \frac{2}{3}\pi \right) - lw \cdot \sin \theta \right\} \quad \dots \dots \dots (5)$$

[0027]

【数6】

$$iq = \sqrt{2} \left\{ lu \cdot \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) - lw \cdot \cos\theta \right\} \quad \dots \quad (6)$$

[0028]

そして、モータコントローラ10は、レゾルバ等の位置検出センサを用いずに、 $d q / 3$ 相変換部20から出力されるU, V, W相に印加する電圧の指令値 $V_{U\_c}, V_{V\_c}, V_{W\_c}$ に対して、高周波重畠部21から出力される高周波電圧 $v_u, v_v, v_w$ （以下の式（7）で表される）をそれぞれ重畠することによってロータ角度 $\theta$ を検出する。

[0029]

【数7】

$$\begin{bmatrix} vu \\ w \\ vw \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots \quad (7)$$

(0030)

すなわち、第3加算器34でVU\_cにvuを加算し、第4加算器35でVV\_cにvvを加算し、第5加算器36でVW\_cにvwを加算する。そして、角度検出部25は、高周波電圧vu, vv, vwを重畠したときに、U相電流センサ23により検出される電流値Iu\_sとW相電流センサ24により検出される電流値Iw\_sとを用いて、ロータ角度θを検出する。なお、角度検出部25は、本発明の参照値抽出手段とロータ角度算出手段の機能を含む。

[0 0 3 1]

角度検出部25は、上述した式(5)と式(6)の $I_u$ と $I_w$ に、U相電流センサ23により検出された電流値 $I_{u\_s}$ とW相電流センサ24により検出された電流値 $I_{w\_s}$ をそれぞれ代入し、式(5)と式(6)の $\omega$ に高周波重畠部21により重畠された上記式(7)の高周波電圧 $v_u, v_v, v_w$ の角速度 $\omega$ を代入して、以下の式(8)と式(9)に示したように、ロータ角度 $\theta$ の2倍角の正弦参照値 $V_s$ と余弦参照値 $V_c$ とを算出する。

[0 0 3 2]

【数8】

$$\begin{aligned}
 V_s &= \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left\{ \cos 2\omega t \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot i_u - \cos 2\omega t \cos \omega t \cdot i_w \right\} dt \\
 &= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \cos 2\omega t \sin(2\omega t - 2\theta) dt \\
 &\quad + \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left[ \cos 2\omega t \cdot \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot i_{udc} - \cos 2\omega t \cdot \cos \omega t \cdot i_{wdc} \right] dt \\
 &= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left[ \frac{\sin 4\omega t}{2} \cos 2\theta - \frac{1 + \cos 4\omega t}{2} \sin 2\theta \right] dt \\
 &\quad + \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left[ \frac{\cos(3\omega t + \frac{2}{3}\pi) + \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi)}{2} i_{udc} - \frac{\cos 3\omega t + \cos \omega t}{2} i_{wdc} \right] dt \\
 &= \frac{2\pi}{\omega} K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{4} \sin 2\theta
 \end{aligned} \tag{8}$$

[0.033]

【数9】

$$\begin{aligned}
 V_C &= \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left\{ \cos 2\omega t \cos \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \cdot i_u - \sin 2\omega t \cos \omega t \cdot i_w \right\} dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \sin 2\omega t \sin(2\omega t - 2\theta) dt \\
 &\quad + \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left[ \sin 2\omega t \cdot \cos \left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \cdot i_{udc} - \sin 2\omega t \cdot \cos \omega t \cdot i_{wdc} \right] dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left[ \frac{1 - \cos 4\omega t}{2} \cos 2\theta - \frac{\sin 4\omega t}{2} \sin 2\theta \right] dt \\
 &\quad + \int_0^{\frac{2\pi}{\omega}} \left[ \frac{\sin \left(3\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) + \sin \left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right)}{2} i_{udc} - \frac{\sin 3\omega t + \sin \omega t}{2} i_{wdc} \right] dt \\
 &= \frac{2\pi}{\omega} K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{4} \cos 2\theta
 \end{aligned} \tag{9}$$

[0034]

但し、 $I_{udc}$ ：U相の電機子に流れる電流の直流成分、 $I_{wdc}$ ：W相の電機子に流れる電流の直流成分。

[0035]

なお、式(8)と式(9)における $\omega_t$ についてのsin, cos成分が本発明の重畠した高周波電圧に応じた高周波成分に該当する。また、式(8)と式(9)における演算ゲインKは、以下の式(10)で示した形となる。

[0036]

【数10】

$$K = \frac{1}{2(t-m) + t - \Delta t^2 \left( \frac{3}{2} + 3\cos \frac{2}{3}\pi \right)} \quad \dots \quad (10)$$

[0037]

但し、 $l$  : モータ 1 の各相の自己インダクタンスの直流分、 $\Delta l$  :  $l$  の変動分  
 、 $m$  : 各相間の相互インダクタンスの直流分。

[0038]

なお、上記式(8)と式(9)では、積分期間を $0 \sim 2\pi/\omega$ として、 $I_u$ と $I_w$ の直流成分( $I_{udc}$ ,  $I_{wdc}$ )に関する積分値が0になるようにしたが、 $I_u$

と  $I_w$  が直流成分を含まず、以下の式(11)、(12)の形で表される場合には、以下の式(13)、(14)に示したように、積分期間を  $0 \sim \pi/\omega$  としても正弦参照値  $V_s$  と余弦参照値  $V_c$  を算出することができる。

【0039】

【数11】

$$I_u = K \left[ -(i-m) \cos \omega t - \frac{3\Delta i}{2} \cos(2\theta - \omega t) \right] \quad \dots \dots \dots (11)$$

【0040】

【数12】

$$I_w = K \left[ -(i-m) \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) - \frac{3\Delta i}{2} \cos(2\theta - \omega t + \frac{2}{3}\pi) \right] \dots \dots \dots (12)$$

【0041】

【数13】

$$\begin{aligned} V_s &= \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left\{ \cos 2\omega t \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \cdot I_u - \cos 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \\ &= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta i}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \cos 2\omega t \sin(2\omega t - 2\theta) dt \\ &= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta i}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \cos 2\omega t (\sin 2\omega t \cos 2\theta - \cos 2\omega t \sin 2\theta) dt \\ &= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta i}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left[ \frac{\sin 4\omega t}{2} \cos 2\theta - \frac{1 + \cos 4\omega t}{2} \sin 2\theta \right] dt \\ &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta i}{4} \sin 2\theta \end{aligned} \quad \dots \dots \dots (13)$$

【0042】

## 【数1.4】

$$\begin{aligned}
 V_C &= - \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left\{ \sin 2\omega t \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot I_u - \sin 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \sin 2\omega t \sin (2\omega t - 2\theta) dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \sin 2\omega t (\sin 2\omega t \cos 2\theta - \cos 2\omega t \sin 2\theta) dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left[ \frac{1 - \cos 4\omega t}{2} \cos 2\theta - \frac{\sin 4\omega t}{2} \sin 2\theta \right] dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{4} \cos 2\theta
 \end{aligned} \quad \cdots \cdots \cdots \quad (14)$$

## 【0043】

そして、上記式(8)と式(9)、または上記式(1.3)と式(1.4)から、以下の式(15)によりモータ1のロータ角度を算出することができる。

## 【0044】

## 【数1.5】

$$\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{V_s}{V_c} \quad \cdots \cdots \cdots \quad (15)$$

## 【0045】

なお、 $\tan^{-1}$ 関数は正弦参照値( $V_s$ )及び余弦参照値( $V_c$ )の変化に対する変動分が大きいため、上記式(1.5)によりモータ1のロータ角度を算出したときに、正弦参照値( $V_s$ )と余弦参照値( $V_c$ )の算出誤差の影響を受けでロータ角度の検出誤差が大きくなる場合がある。

## 【0046】

そこで、以下の式(1.6)の関係式から、ロータ角度の推定値 $\hat{\theta}$ と実際値 $\theta$ との位相差( $\theta - \hat{\theta}$ )に応じた位相差データとして以下の式(1.7)に示す $\Delta\theta$ を算出し、該位相差( $\theta - \hat{\theta}$ )を解消するように構成した以下の式(1.8)で表されるオブザーバによる追従演算によりロータ角度を算出してもよい。

## 【0047】

この場合、高周波成分の大きさ( $\sqrt{(V_s^2 + V_c^2)}$ )の変動に伴うゲイン

の変動を抑制してロータ角度算出の安定性を高めることができる。

【0048】

【数1.6】

$$\begin{aligned} Vs \cdot \cos 2\hat{\theta} - Vc \cdot \sin 2\hat{\theta} &= \sqrt{Vs^2 + Vc^2} \sin (2\theta - 2\hat{\theta}) \\ &\approx \sqrt{Vs^2 + Vc^2} \cdot 2(\theta - \hat{\theta}) \quad ((\theta - \hat{\theta}) \approx 0 \text{ の場合}) \end{aligned} \quad \cdots \cdots (16)$$

【0049】

【数1.7】

$$\Delta\theta = 2(\theta - \hat{\theta}) \approx \sin(2\theta - 2\hat{\theta})$$

$$= \frac{Vs \cdot \cos 2\hat{\theta} - Vc \cdot \sin 2\hat{\theta}}{\sqrt{Vs^2 + Vc^2}} \quad \cdots \cdots (17)$$

【0050】

【数1.8】

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}(n+1) \\ \hat{\omega}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\omega}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} \frac{2(\theta(n) - \hat{\theta}(n))}{\sqrt{Vs^2 + Vc^2}} \quad \cdots \cdots (18)$$

【0051】

但し、 $\theta(n)$ ,  $\theta^\wedge(n)$ ,  $\omega^\wedge(n)$  は、それぞれあるサンプリング時点 n におけるロータ角度  $\theta$  の実際値と推定値及びロータの角速度  $\omega$  の推定値であり、 $\theta^\wedge(n+1)$ ,  $\omega^\wedge(n+1)$  は、それぞれ n の次のサンプル時点 n + 1 におけるロータ角度  $\theta$  の推定値とロータの角速度  $\omega$  の推定値である。また  $\Delta t$  はサンプリング時間であり、K1, K2 は演算ゲインである。

【0052】

また、角度検出部 2.5 の演算能力が低く、上記式 (17) の平方根演算に要する時間が問題となる場合は、以下の式 (19) に示す近似を行ってよい。

【0053】

## 【数19】

$$\Delta\theta = 2(\theta - \hat{\theta}) \approx \sin(2\theta - 2\hat{\theta})$$

$$= \begin{cases} \frac{V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2\hat{\theta}}{|V_s|} & (|V_s| > |V_c|) \\ \frac{V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2\hat{\theta}}{|V_c|} & (|V_c| > |V_s|) \end{cases} \quad \dots \dots (19)$$

## 【0054】

なお、本実施の形態では、角度検出部25は、前記式(8), (9)において、時間に応じて変化する高周波成分に対して積分演算を行うことにより、ロータ角度θの2倍角の正弦参照値Vsと余弦参照値Vcを算出したが、ローパスフィルタを施して正弦参照値Vsと余弦参照値Vcを出力するように処理してもよい。

## 【0055】

ここで、3相/d q変換部26は、モータ1の電機子3, 4, 5に流れる交流電流の和がゼロになることを利用して、以下の式(20)により3相/d qの変換演算を行う。

## 【0056】

## 【数20】

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta + \frac{\pi}{6}) & \cos \theta \\ \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) & -\sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_u \\ I_w \end{bmatrix} \quad \dots \dots (20)$$

## 【0057】

そして、高周波重畠部21により上記式(7)の高周波電圧vu, vv, vwが第3加算器34, 第5加算器35, 第6加算器36により、U, V, W相に印加される駆動電圧の指令値VU\_c, VV\_c, VW\_cにそれぞれ重畠されると、3相/d q変換部26により算出されるd軸検出電流Id\_sとq軸検出電流Iq\_sは、以下の式(21)で表される高周波電流Id\_h, Iq\_hを含

るものとなる。

【0058】

【数2.1】

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} Id\_h \\ Iq\_h \end{bmatrix} &= \frac{2\sqrt{3}}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \cos \theta \\ \cos(\omega t + \frac{\pi}{6}) - \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iu\_h \\ Iu\_h \end{bmatrix} \\
 &= \frac{2\sqrt{3}}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \cos \theta \\ \cos(\omega t + \frac{\pi}{6}) - \sin \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(\omega s t + \alpha) \\ \sin(\omega s t + \alpha + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \\
 &= \frac{\sqrt{3}}{3} \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cos((\omega s - \omega) t + \alpha) \\ \sqrt{3} \sin((\omega s - \omega) t + \alpha) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos((\omega s - \omega) t + \alpha) \\ \sin((\omega s - \omega) t + \alpha) \end{bmatrix} \quad \cdots \cdots (21)
 \end{aligned}$$

【0059】

但し、 $\omega$ ：ロータ2の角速度、 $\omega_s$ ：高周波電圧の角速度、 $\alpha$ ：高周波電圧に対する高周波電流の位相遅れ。

【0060】

この場合、ロータ2の回転方向（角速度 $\omega$ の符号に応じて反転する）と、高周波電圧（vu, vv, vw）により生じる回転磁界の方向（角速度 $\omega_s$ の符号に応じて反転する）の異同により、以下の式(22), (23)に示したように、高周波電流 $I_d\_h$ ,  $I_q\_h$ の周波数が相違する。

【0061】

【数2.2】

$$|\omega_s - \omega| = |\omega_s| - |\omega| \quad \cdots \cdots (22)$$

【0062】

但し、ロータ2の回転方向と高周波電圧により生じる回転磁界の方向が同じ場

合（ $\omega$ と $\omega_s$ が同符号）。

【0063】

【数23】

$$|\omega_s - \omega| = |\omega_s| + |\omega| \quad \cdots \cdots \quad (23)$$

【0064】

但し、ロータ2の回転方向と高周波電圧により生じる回転磁界の方向が異なる場合（ $\omega$ と $\omega_s$ が異符号）。

【0065】

すなわち、モータ1のロータ2の回転方向と高周波電圧 $v_u, v_v, v_w$ により生じる回転磁界の方向が同じである場合（角速度 $\omega$ と $\omega_s$ の符号が同じ場合）よりも、モータ1のロータ2の回転方向と高周波電圧 $v_u, v_v, v_w$ により生じる回転磁界の方向が異なる場合（角速度 $\omega$ と $\omega_s$ の符号が異なる場合）の方が、高周波電流 $I_d-h, I_q-h$ の周波数が高くなる。

【0066】

そこで、高周波重畠部21は、モータ1の回転方向と逆向きの回転磁界を発生させる高周波電圧 $v_u, v_v, v_w$ を出力する。そして、これにより、高周波電圧 $v_u, v_v, v_w$ の重畠によってd軸検出電流 $I_d-s$ に重畠する高周波電流 $I_d-h$ とq軸検出電流 $I_q-s$ に重畠する高周波電流 $I_q-h$ とが、第1ローパスフィルタ40及び第2ローパスフィルタ41により、確実に除去されるようしている。

【0067】

そして、d軸検出電流 $I_d-s$ からd軸高周波電流 $I_d-h$ を除去したd軸参照電流 $I_d-r$ が第1減算器28に入力され、q軸検出電流 $I_q-s$ からq軸高周波電流 $I_q-h$ を除去したq軸参照電流 $I_q-r$ が第2減算器31に入力される。

【0068】

そのため、高周波電流 $I_d-h, I_q-h$ の影響により、d軸指令電流 $I_d-c$ に対するd軸電流の偏差及びq軸指令電流 $I_q-c$ に対するq軸電流の偏差が

増大することが防止され、d 軸指令電流  $I_{d\_c}$  及び q 軸指令電流  $I_{q\_c}$  に対するモータ 1 の出力トルクの追従性を高めることが向上できる。

## 【0069】

また、第1ローパスフィルタ40によるd軸検出電流  $I_{d\_s}$  からの高周波成分の除去、及び第2ローパスフィルタ41によるq軸検出電流  $I_{q\_s}$  からの高周波成分の除去が不十分であると、高周波成分による電流偏差を解消するよう、d軸電圧の指令値  $V_{d\_c}$  と q 軸電圧指令値  $V_{q\_c}$  とが決定される。

## 【0070】

その結果、モータ1の電機子には、d q / 3相変換部20とパワードライブユニット22を介して、高周波成分を打ち消す高周波電圧を含む駆動電圧  $V_U$ ,  $V_V$ ,  $V_W$  が印加され、駆動電圧  $V_U$ ,  $V_V$ ,  $V_W$  に含まれる高周波成分の波形や位相が、高周波重畠部21により重畠された高周波電圧  $v_u$ ,  $v_v$ ,  $v_w$  による高周波成分と異なるものとなる。

## 【0071】

この場合、角度検出部25によって上記式(3), (4)により算出される正弦参照値  $V_s$  と余弦参照値  $V_c$  が、上記式(7)による本来の高周波電圧に対する値と異なるものとなるため、上記式(15)により算出されるロータ角度の誤差が大きくなる。

## 【0072】

そこで、上述したように、高周波重畠部21により、モータ1の回転方向と逆向きの回転磁界を発生させる高周波電圧  $v_u$ ,  $v_v$ ,  $v_w$  を出力して、d軸検出電流  $I_{d\_s}$  に重畠する高周波電流  $I_{d\_h}$  と q 軸検出電流  $I_{q\_s}$  に重畠する高周波電流  $I_{q\_h}$  の周波数を高くし、第1ローパスフィルタ40及び第2ローパスフィルタ41による  $I_{d\_h}$  と  $I_{q\_h}$  の減衰効果を高めることによって、ロータ角度の検出誤差を減少させることができる。

## 【図面の簡単な説明】

【図1】DCブラシレスモータの構成図。

【図2】図1に示したDCブラシレスモータの作動を制御するモータコントローラの制御ブロック図。

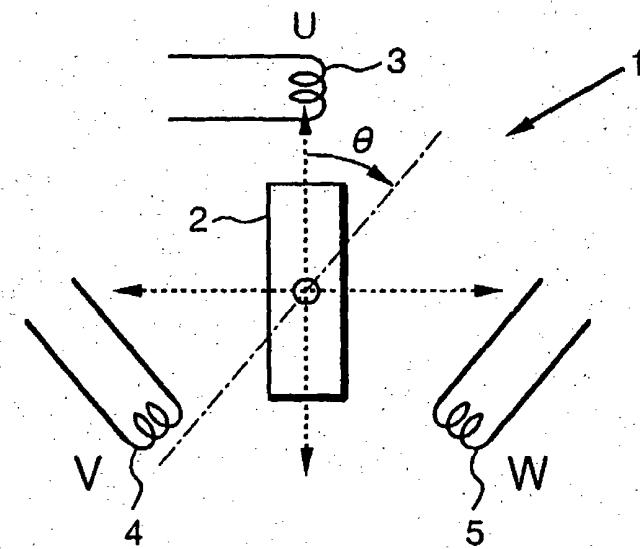
## 【符号の説明】

1 … DCブラシレスモータ、 2 … ロータ、 3 … U相の電機子、 4 … V相の電機子、 5 … W相の電機子、 10 … モータコントローラ、 20 … d q / 3相変換部、  
21 … 高周波重疊部、 22 … パワードライブユニット、 23 … U相電流センサ、  
24 … W相電流センサ、 25 … 角度検出部、 26 … 3相 / d q 変換部、 27 … 非干渉演算部、 40 … 第1ローパスフィルタ、 41 … 第2ローパスフィルタ

【書類名】 図面

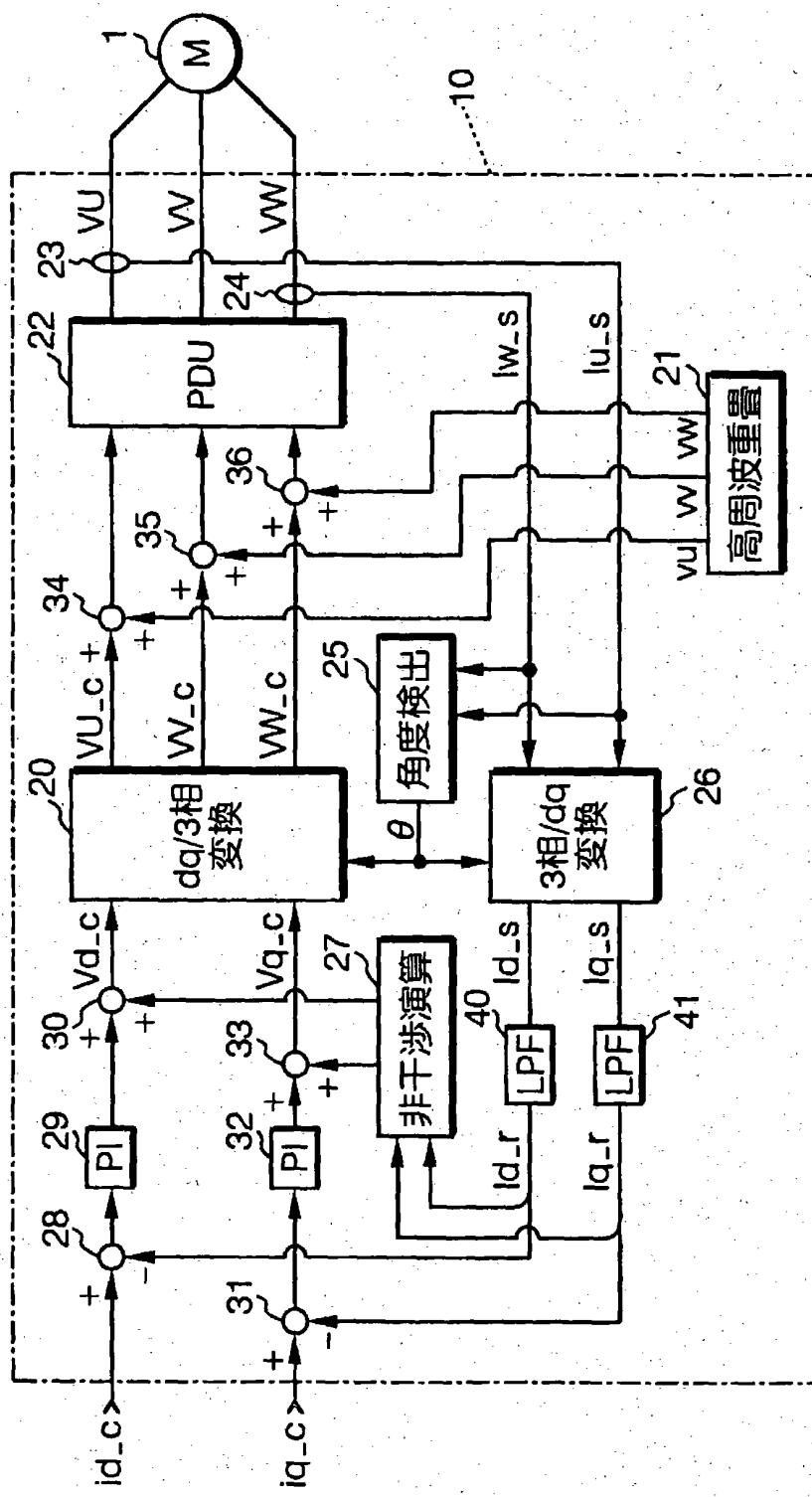
【図1】

FIG. 1



【図2】

FIG. 2



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 駆動電圧にロータ角度検出用の高周波電圧を重畠させたときに生じる電流フィードバック制御系への影響を抑制したDCブラシレスモータの制御装置を提供する。

【解決手段】 角度検出部25は、高周波重畠部21によりロータ角度検出用の高周波電圧 $v_u$ ,  $v_v$ ,  $v_w$ が印加されたときにU相電流センサ23により検出される電流値 $I_{u\_s}$ とW相電流センサ24により検出される電流値 $I_{w\_s}$ とを用いてモータ1のロータ角度 $\theta$ を検出する。高周波重畠部21は、モータ1の回転方向と高周波電圧 $v_u$ ,  $v_v$ ,  $v_w$ により生じる回転磁界の方向が逆方向となるように高周波電圧 $v_u$ ,  $v_v$ ,  $v_w$ を決定し、3相/dq変換部26は、角度検出部25により検出されたロータ角度 $\theta$ を用いて、 $I_{w\_s}$ と $I_{u\_s}$ を $I_d$   
 $-s$ と $I_q$   
 $-s$ に変換する。

【選択図】 図2

## 出願人履歴情報

識別番号

[000005326]

1. 変更年月日 1990年 9月 6日

[変更理由] 新規登録

住所 東京都港区南青山二丁目1番1号  
氏名 本田技研工業株式会社